

日 本 国 特 許 庁
PATENT OFFICE
JAPANESE GOVERNMENT

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日
Date of Application:

1 9 9 9 年 1 1 月 2 日

出 願 番 号
Application Number:

平成 1 1 年 特 許 願 第 3 1 2 4 0 2 号

出 願 人
Applicant (s):

株式会社豊田自動織機製作所

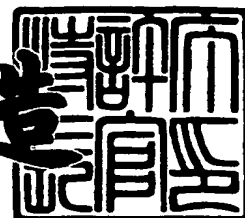


#4
PRIORITY
PAPER
ASW
12-12-02

2 0 0 0 年 7 月 2 8 日

特 許 庁 長 官
Commissioner,
Patent Office

及 川 耕 造



出 証 番 号 出 証 特 2 0 0 0 - 3 0 5 9 5 3 7

【書類名】 特許願

【整理番号】 P991571

【提出日】 平成11年11月 2日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H02J 7/34
H02M 3/00

【発明の名称】 電力変換供給方法及び電力変換供給装置並びに車両

【請求項の数】 10

【発明者】

 【住所又は居所】 愛知県刈谷市豊田町 2 丁目 1 番地 株式会社 豊田自動
織機製作所 内

 【氏名】 竹内 純一

【発明者】

 【住所又は居所】 愛知県刈谷市豊田町 2 丁目 1 番地 株式会社 豊田自動
織機製作所 内

 【氏名】 坂田 世紀

【発明者】

 【住所又は居所】 愛知県刈谷市豊田町 2 丁目 1 番地 株式会社 豊田自動
織機製作所 内

 【氏名】 可知 忠義

【特許出願人】

 【識別番号】 000003218

 【氏名又は名称】 株式会社 豊田自動織機製作所

【代理人】

 【識別番号】 100068755

 【住所又は居所】 岐阜市大宮町 2 丁目 1 2 番地の 1

 【弁理士】

 【氏名又は名称】 恩田 博宣

 【電話番号】 058-265-1810

【選任した代理人】

【識別番号】 100105957

【住所又は居所】 東京都渋谷区代々木二丁目 1 0 番 4 号 新宿辻ビル 8
階

【弁理士】

【氏名又は名称】 恩田 誠

【電話番号】 03-5365-3057

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 002956

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9721048

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 電力変換供給方法及び電力変換供給装置並びに車両

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 直流電源の出力電圧と同じ電圧の高圧側直流出力と、前記直流電源の出力電圧より低い電圧の低圧側直流出力とを供給可能な電力変換供給方法であって、

前記直流電源を前記低圧側直流出力と同じ出力電圧の第 1 の直流電源と、前記高圧側直流出力と第 1 の直流電源の出力電圧との差の出力電圧を有する第 2 の直流電源とを直列に接続して構成し、前記第 1 及び第 2 の直流電源を直列に接続した出力を前記高圧側直流出力として供給し、前記低圧側直流出力として前記第 1 の直流電源の出力と、前記第 2 の直流電源に接続した直流－直流変換装置によって降圧した出力とを供給する電力変換供給方法。

【請求項 2】 直流電源の出力電圧と同じ電圧の高圧側直流出力と、前記直流電源の出力電圧より低い電圧の低圧側直流出力とを供給可能な電力変換供給装置であって、

前記低圧側直流出力と同じ出力電圧の第 1 の直流電源と、前記高圧側直流出力と第 1 の直流電源の出力電圧との差の出力電圧を有する第 2 の直流電源とを直列に接続して構成した直流電源と、

前記第 2 の直流電源に接続されて第 2 の直流電源を第 1 の直流電源の電圧に降圧し、前記第 1 の直流電源の出力とともに低圧側直流出力として供給する直流－直流変換装置と

を備えた電力変換供給装置。

【請求項 3】 前記直流－直流変換装置として極性逆転型直流－直流変換装置を使用し、該極性逆転型直流－直流変換装置の入力側を前記第 2 の直流電源に接続し、出力側を前記第 1 の直流電源に接続した請求項 2 に記載の電力変換供給装置。

【請求項 4】 前記直流－直流変換装置として絶縁型直流－直流変換装置を使用し、該絶縁型直流－直流変換装置の入力側を前記第 2 の直流電源に接続し、出力側を前記第 1 の直流電源に接続した請求項 2 に記載の電力変換供給装置。

【請求項 5】 直流電源の出力電圧より高い電圧の直流出力を供給可能な電力変換供給方法であって、

必要な出力電圧から前記直流電源の出力電圧を差し引いた分の電圧を、前記直流電源に接続した直流-直流変換装置により出力するとともに、その電圧に前記直流電源の出力電圧を上乗せして高圧出力として供給する電力変換供給方法。

【請求項 6】 直流電源と、該直流電源に接続され、直流電源の出力電圧を必要な出力電圧から前記直流電源の出力電圧を差し引いた分の電圧に変換する直流-直流変換装置とを備え、前記直流電源の出力電圧に前記直流-直流変換装置の出力電圧を上乗せして出力する電力変換供給装置。

【請求項 7】 蓄電池の出力電圧と同じ電圧の高圧側直流出力と、前記蓄電池の出力電圧より低い電圧の低圧側直流出力とを供給可能、かつ出力側に前記蓄電池の出力電圧より低圧の直流電源を接続して蓄電池に充電可能な電力変換供給方法であって、

前記蓄電池を前記低圧側直流出力と同じ出力電圧の第 1 の蓄電池と、前記高圧側直流出力と第 1 の蓄電池の出力電圧との差の出力電圧を有する第 2 の蓄電池とを直列に接続して構成し、前記第 1 及び第 2 の蓄電池を直列に接続した出力を前記高圧側直流出力として供給し、前記低圧側直流出力として前記第 1 の蓄電池の出力と、前記第 2 の蓄電池に接続した直流-直流変換装置によって降圧した出力とを供給し、前記蓄電池への充電時には、前記直流-直流変換装置の出力側に直流電源を接続し、前記蓄電池の充電電圧から前記直流電源の出力電圧を差し引いた分の電圧を、前記直流-直流変換装置により出力するとともに、その電圧に前記直流電源の出力電圧を上乗せして前記蓄電池を充電する電力変換供給方法。

【請求項 8】 蓄電池の出力電圧と同じ電圧の高圧側直流出力と、前記蓄電池の出力電圧より低い電圧の低圧側直流出力とを供給可能な電力変換供給装置であって、

前記蓄電池を前記低圧側直流出力と同じ出力電圧の第 1 の蓄電池と、前記高圧側直流出力と第 1 の蓄電池の出力電圧との差の出力電圧を有する第 2 の蓄電池とを直列に接続して構成し、極性逆転型直流-直流変換装置の降圧時の入力側を前記第 2 の蓄電池に接続し、出力側を前記第 1 の直流電源に接続し、且つ前記極性

逆転型直流-直流変換装置のスイッチング素子にダイオードを並列接続し、フライホイールダイオードにスイッチング素子を並列接続した電力変換供給装置。

【請求項 9】 前記スイッチング素子及びダイオードの並列接続回路に代えて、MOSFET を接続した請求項 8 に記載の電力変換供給装置。

【請求項 10】 走行用モータ駆動用の高圧直流電源と、前記高圧直流電源の出力電圧より低圧の補機用の低圧直流電源とを備えた車両であって、前記両直流電源の供給装置として請求項 2～請求項 4、請求項 8 及び請求項 9 のいずれか一項に記載の電力変換供給装置を備えた車両。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は直流電力を異なる電圧の直流電力に変換して供給する電力変換供給方法及び電力変換供給装置並びにその電力変換供給装置を備えた車両に関するものである。

【0002】

【従来の技術】

従来、直流電源の電力を直流電源の電圧より高圧又は低圧の直流電力に変換して供給する電力変換供給装置がある。そして、この電力変換供給装置に使用される直流-直流変換装置（DC-DCコンバータ）として、例えば図 7 に示すような、降圧型 DC-DC コンバータがある。この降圧型 DC-DC コンバータは、入力電圧を V_I 、出力電圧を V_O 、コイル CL のインダクタンスを L、トランジスタ TR がオンの時間を T_{on} 、オフの時間を T_{off} とすると、トランジスタ TR がオンの間にコイル CL に加わる電圧は $(V_I - V_O)$ となる。この間の電流変化量 ΔI_L は $\Delta I_L = \{(V_I - V_O) / L\} T_{on}$ となる。トランジスタ TR がオフになると、コイル CL に流れていた電流を維持するため転流ダイオード D が導通して電流が流れる。この間の電流変化量 ΔI_L は $\Delta I_L = \{V_O / L\} T_{off}$ となる。従って、コイル CL の電流が連続的な場合、定常状態で両電流変化は等しくなり、出力電圧 V_O は $V_O = \{T_{on} / (T_{on} + T_{off})\} V_I$ となり、直流電圧が降圧される。

【0003】

また、DC-DCコンバータとして、昇圧型DC-DCコンバータや昇降圧型DC-DCコンバータもある。

また、近年、エンジン（内燃機関）で走行する自動車として、低燃費や排気ガス削減のため、始動時や低速域ではモータで駆動輪を駆動し、中高速域ではエンジンで駆動輪を駆動する所謂ハイブリッド車が考えられ、一部実用化されている。自動車にはヘッドランプや各種の補機が使用されており、その電源も必要である。そして、各種補機の使用電圧はモータの使用電圧より低い。このようなハイブリッド車では、モータ用の高圧電源と各種補機用の低圧電源とが必要になる。

【0004】

この2種類の電源を得る方式として、従来、図8に示すように、エンジン51により駆動される3相交流発電機52aと3相全波整流器52bとを組み合わせたオルタネータ52により高圧の直流電力をバッテリー53に充電し、バッテリー53の電圧をDC-DCコンバータ54で降圧する方式がある。この方式では、バッテリー53に高圧系補機（モータ）55を接続し、バッテリー53の電圧をDC-DCコンバータ54で降圧して低圧系補機用のバッテリー56に充電するとともに、低圧系補機57に供給する。

【0005】

また、図9に示すように、エンジン51に2台のオルタネータ52を接続し、高圧用及び低圧用のバッテリー53、56にそれぞれ充電する方式もある。

【0006】

【発明が解決しようとする課題】

二種類の電圧が必要な自動車で、図8に示す方式を採用すると、容量の大きなDC-DCコンバータ54が必要になるとともに、バッテリーは高圧系補機用のバッテリー53と低圧系補機用のバッテリー56が必要になる。

【0007】

一方、図9に示す方式を採用すると、オルタネータ52が2台必要となり、重量増加が多くなるとともに占有スペースも大きくなるという問題がある。

本発明は前記の問題点に鑑みてなされたものであって、その第1の目的は、2

種類の蓄電池を有することなく、所望の直流電圧を安定的に供給することが可能な電力変換供給方法を提供することにより、第 2 の目的はその装置を提供することにある。また、第 3 の目的は高圧系及び低圧系の 2 種類の電源が必要な車両において、蓄電池や DC-DC コンバータの小型化が可能で、設置スペースを少なくできる電力変換供給装置を備えた車両を提供することにある。

【0008】

【課題を解決するための手段】

前記第 1 の目的を達成するため請求項 1 に記載の発明では、直流電源の出力電圧と同じ電圧の高圧側直流出力と、前記直流電源の出力電圧より低い電圧の低圧側直流出力とを供給可能な電力変換供給方法であって、前記直流電源を前記低圧側直流出力と同じ出力電圧の第 1 の直流電源と、前記高圧側直流出力と第 1 の直流電源の出力電圧との差の出力電圧を有する第 2 の直流電源とを直列に接続して構成し、前記第 1 及び第 2 の直流電源を直列に接続した出力を前記高圧側直流出力として供給し、前記低圧側直流出力として前記第 1 の直流電源の出力と、前記第 2 の直流電源に接続した直流-直流変換装置によって降圧した出力とを供給する。

【0009】

前記第 2 の目的を達成するため請求項 2 に記載の発明では、直流電源の出力電圧と同じ電圧の高圧側直流出力と、前記直流電源の出力電圧より低い電圧の低圧側直流出力とを供給可能な電力変換供給装置であって、前記低圧側直流出力と同じ出力電圧の第 1 の直流電源と、前記高圧側直流出力と第 1 の直流電源の出力電圧との差の出力電圧を有する第 2 の直流電源とを直列に接続して構成した直流電源と、前記第 2 の直流電源に接続されて第 2 の直流電源を第 1 の直流電源の電圧に降圧し、前記第 1 の直流電源の出力とともに低圧側直流出力として供給する直流-直流変換装置とを備えた。

【0010】

請求項 3 に記載の発明では、請求項 2 に記載の発明において、前記直流-直流変換装置として極性逆転型直流-直流変換装置を使用し、該極性逆転型直流-直流変換装置の入力側を前記第 2 の直流電源に接続し、出力側を前記第 1 の直流電

源に接続した。

【 0 0 1 1 】

請求項 4 に記載の発明では、請求項 2 に記載の発明において、前記直流－直流変換装置として絶縁型直流－直流変換装置を使用し、該絶縁型直流－直流変換装置の入力側を前記第 2 の直流電源に接続し、出力側を前記第 1 の直流電源に接続した。

【 0 0 1 2 】

前記第 1 の目的を達成するため請求項 5 に記載の発明では、直流電源の出力電圧より高い電圧の直流出力を供給可能な電力変換供給方法であって、必要な出力電圧から前記直流電源の出力電圧を差し引いた分の電圧を、前記直流電源に接続した直流－直流変換装置により出力するとともに、その電圧に前記直流電源の出力電圧を上乗せして高圧出力として供給する。

【 0 0 1 3 】

前記第 2 の目的を達成するため請求項 6 に記載の発明では、直流電源と、該直流電源に接続され、直流電源の出力電圧を必要な出力電圧から前記直流電源の出力電圧を差し引いた分の電圧に変換する直流－直流変換装置とを備え、前記直流電源の出力電圧に前記直流－直流変換装置の出力電圧を上乗せして出力する。

【 0 0 1 4 】

前記第 1 の目的を達成するため請求項 7 に記載の発明では、蓄電池の出力電圧と同じ電圧の高圧側直流出力と、前記蓄電池の出力電圧より低い電圧の低圧側直流出力とを供給可能、かつ出力側に前記蓄電池の出力電圧より低圧の直流電源を接続して蓄電池に充電可能な電力変換供給方法であって、前記蓄電池を前記低圧側直流出力と同じ出力電圧の第 1 の蓄電池と、前記高圧側直流出力と第 1 の蓄電池の出力電圧との差の出力電圧を有する第 2 の蓄電池とを直列に接続して構成し、前記第 1 及び第 2 の蓄電池を直列に接続した出力を前記高圧側直流出力として供給し、前記低圧側直流出力として前記第 1 の蓄電池の出力と、前記第 2 の蓄電池に接続した直流－直流変換装置によって降圧した出力とを供給し、前記蓄電池への充電時には、前記直流－直流変換装置の出力側に直流電源を接続し、前記蓄電池の充電電圧から前記直流電源の出力電圧を差し引いた分の電圧を、前記直流

一直流変換装置により出力するとともに、その電圧に前記直流電源の電圧を上乗せして前記蓄電池を充電する。

【0015】

前記第2の目的を達成するため請求項8に記載の発明では、蓄電池の出力電圧と同じ電圧の高圧側直流出力と、前記蓄電池の出力電圧より低い電圧の低圧側直流出力とを供給可能な電力変換供給装置であって、前記蓄電池を前記低圧側直流出力と同じ出力電圧の第1の蓄電池と、前記高圧側直流出力と第1の蓄電池の出力電圧との差の出力電圧を有する第2の蓄電池とを直列に接続して構成し、極性逆転型直流-直流変換装置の降圧時の入力側を前記第2の蓄電池に接続し、出力側を前記第1の直流電源に接続し、且つ前記極性逆転型直流-直流変換装置のスイッチング素子にダイオードを並列接続し、フライホイールダイオードにスイッチング素子を並列接続した。

【0016】

請求項9に記載の発明では、請求項8に記載の発明において前記スイッチング素子及びダイオードの並列接続回路に代えて、MOSFETを接続した。

前記第3の目的を達成するため請求項10に記載の発明では、走行用モータ駆動用の高圧直流電源と、前記高圧直流電源の出力電圧より低圧の補機用の低圧直流電源とを備えた車両であって、前記両直流電源の供給装置として請求項2～請求項4、請求項8及び請求項9のいずれか一項に記載の電力変換供給装置を備えた。

【0017】

従って、請求項1及び請求項2に記載の発明では、直流電源から高圧側直流出力及び低圧側直流出力の二種類の出力が供給される。高圧側直流出力は第1の直流電源と第2の直流電源との直列電圧として供給される。低圧側直流出力としては第1の直流電源の出力と、前記第2の直流電源に直流-直流変換装置を接続して降圧した出力とが供給される。

【0018】

請求項3に記載の発明では、請求項2に記載の発明において、直流-直流変換装置として使用される極性逆転型直流-直流変換装置のスイッチング素子がオン

のときに、第 2 の直流電源から供給された電力の一部がインダクタンス（リアクトル）にエネルギーとして蓄積される。スイッチング素子がオフになると、インダクタンスに蓄積されたエネルギーが放出されて、低圧側直流出力として供給される。また、第 1 の直流電源の出力は常に低圧側直流出力として出力される。

【 0 0 1 9 】

請求項 4 に記載の発明では、請求項 2 に記載の発明において、前記直流－直流変換装置として絶縁型直流－直流変換装置が使用されるため、入力側と出力側との間に電氣的な絶縁が要求されるスイッチング電源として使用できる。

【 0 0 2 0 】

請求項 5 及び請求項 6 に記載の発明では、直流電源の出力電圧より高い電圧の直流出力が供給される。必要な出力電圧から直流電源の出力電圧を差し引いた分の電圧が、直流電源に接続された直流－直流変換装置により昇圧されて出力されるとともに、その電圧に前記直流電源の出力電圧が上乘せされて高圧出力として供給される。

【 0 0 2 1 】

請求項 7 に記載の発明では、蓄電池の出力電圧と同じ電圧の高圧側直流出力と、前記蓄電池の出力電圧より低い電圧の低圧側直流出力とが供給される。高圧側直流出力は第 1 及び第 2 の蓄電池を直列に接続した出力として供給される。低圧側直流出力には第 1 の蓄電池の出力と、第 2 の蓄電池に接続された直流－直流変換装置によって降圧された出力とが供給される。また、蓄電池への充電時には、前記直流－直流変換装置の出力側に直流電源が接続され、蓄電池の充電電圧から直流電源の出力電圧を差し引いた分の電圧が、前記直流－直流変換装置により昇圧されて出力されるとともに、その電圧に前記直流電源の出力電圧が上乘せされて前記蓄電池が充電される。

【 0 0 2 2 】

請求項 8 に記載の発明では、高圧側直流出力は第 1 及び第 2 の蓄電池を直列に接続した出力として供給される。低圧側直流出力には第 1 の蓄電池の出力と、第 2 の蓄電池に接続された極性逆転型直流－直流変換装置によって降圧された出力とが供給される。また、蓄電池への充電時には、前記極性逆転型直流－直流変換

装置の出力側に直流電源が接続され、蓄電池の充電電圧から直流電源の出力電圧を差し引いた分の電圧が、前記極性逆転型直流一直流変換装置により昇圧されて出力されるとともに、その電圧に前記直流電源の出力電圧が上乘せされて前記蓄電池が充電される。

【0023】

請求項9に記載の発明では、請求項8に記載の発明において、極性逆転型直流一直流変換装置に設けられたスイッチング素子及びダイオードの並列接続回路に代えて、MOSFETが接続されるため、降圧時又は昇圧時にオフ状態に保持されるMOSFETがダイオードの役割を担うため、わざわざダイオードを設ける必要がなく構造が簡単になる。

【0024】

請求項10に記載の発明では、走行用モータ駆動用の第1の直流電源と、前記第1の直流電源の出力電圧より低圧の補機用の第2の直流電源とを備えた車両において、前記両直流電源の供給装置として請求項2～請求項4、請求項8及び請求項9のいずれか一項に記載の電力変換供給装置を備えている。従って、蓄電池やDC-DCコンバータの小型化が可能で、設置スペースを少なくできる。

【0025】

【発明の実施の形態】

（第1の実施の形態）

以下、本発明を走行用モータ駆動用の高圧直流電源と、前記高圧直流電源より低圧の補機用の低圧直流電源とを備えた車両の電力変換供給装置に具体化した第1の実施の形態を図1～図3に従って説明する。

【0026】

図1は電力変換供給装置のブロック回路図である。図1に示すように、車両の負荷駆動用の直流電源として蓄電池1が設けられている。蓄電池1は低圧側直流出力と同じ出力電圧の第1の直流電源としての第1の蓄電池1aと、高圧側直流出力と第1の蓄電池1aとの差の電圧を有する第2の直流電源としての第2の蓄電池1bとを直列に接続して構成されている。低圧側直流出力は車両に装備される低圧系補機の使用電圧（この実施の形態では12V）と同じ出力電圧で、高圧

側直流出力は高圧系補機としての走行用モータの使用電圧（この実施の形態では 36 V）である。そして、この実施の形態では蓄電池 1 は 36 V の出力電圧が得られる出力端子、12 V の出力が得られる中間端子（中間タップ）1 c を備えた構成に形成されている。蓄電池 1 の充電電圧は 36 V で中間端子 1 c での充電電圧は 12 V となっている。

【0027】

蓄電池 1 はエンジン 2 で駆動される発電機 3 a 及び全波整流器 3 b を備えたオルタネータ 3 に接続されて、エンジン 2 の駆動時に常に 36 V の充電電圧で充電されるようになっている。蓄電池 1 には高圧系補機 4 が接続されている。

【0028】

蓄電池 1 には極性逆転型（buck boost）直流－直流変換装置（以下、極性逆転型 DC－DC コンバータと称す）5 が、その入力側が第 2 の蓄電池 1 b に、即ち蓄電池 1 の 36 V－12 V の端子に接続され、出力側が第 1 の蓄電池 1 a、即ち蓄電池 1 の 12 V－0 V の端子に接続されている。極性逆転型 DC－DC コンバータ 5 の出力側に低圧系補機 6 が接続されている。

【0029】

極性逆転型 DC－DC コンバータ 5 はスイッチング素子としてのトランジスタ TR 1 と、インダクタンス L 1 と、フライホイールダイオード D 1 と、電流センサ CS 1 と、制御回路 7 と、コンデンサ C 1、C 2 とを備えている。

【0030】

トランジスタ TR 1 には MOSFET が使用され、トランジスタ TR 1 はインダクタンス L 1 に直列に接続されている。MOSFET はドレイン側が蓄電池 1 のプラス端子に接続され、ソース側がインダクタンス L 1 に接続されている。フライホイールダイオード D 1 はトランジスタ TR 1 とインダクタンス L 1 の接続点と接地端子との間に接続されている。コンデンサ C 1 は蓄電池 1 の 36 V－12 V の端子に接続され、コンデンサ C 2 は蓄電池 1 の 12 V－0 V の端子に接続されている。

【0031】

トランジスタ TR 1 及び電流センサ CS 1 は制御回路 7 に接続されている。制

御回路 7 には高圧系補機 4 への出力電圧を検出する第 1 の電圧検出部 8 と、低圧系補機 6 への出力電圧 V_0 を検出する第 2 の電圧検出部 9 とが接続されている。制御回路 7 は両電圧検出部 8, 9 の出力信号に基づいて、第 1 の電圧検出部 8 の検出電圧と第 2 の電圧検出部 9 の検出電圧とが 3 : 1 となるように、即ち高圧系補機 4 への出力電圧と低圧系補機 6 への出力電圧との比が 3 : 1 となるように、トランジスタ TR 1 を高い周波数でオン・オフ制御するようになっている。

【 0 0 3 2 】

両電圧検出部 8, 9 の検出信号の比が 3 : 1 となるためには、トランジスタ TR 1 のオン時間 T_{on} とオフ時間 T_{off} の比が 1 : 2 となる必要がある。制御回路 7 内には両電圧検出部 8, 9 の検出信号の差と三角波発振器の出力とを比較して、トランジスタ TR 1 への駆動信号を出力する回路が内蔵されている。制御回路 7 は、両電圧検出部 8, 9 の検出信号の比が 3 : 1 であればトランジスタ TR 1 のオン時間 T_{on} とオフ時間 T_{off} の比が 1 : 2 となるように、オン・オフ信号を出力し、前記検出信号の比が 3 : 1 からずれた場合は、そのずれを修正するようにトランジスタ TR 1 のオン・オフ時間を変更するようになっている。

【 0 0 3 3 】

次に前記のように構成された装置の作用を説明する。極性逆転型 DC-DC コンバータ 5 は蓄電池 1 の 36 V - 12 V 端子を入力とし、DC-DC コンバータ内では蓄電池 1 の 12 V をグランド 0 V とする。従って、極性逆転型 DC-DC コンバータ 5 の入力電圧 V_I は 24 V となる。また、出力は蓄電池 1 の 12 V - 0 V 端子に接続され、出力電圧 V_0 は 12 V 中間タップを基準とするため、-12 V となる。

【 0 0 3 4 】

先ず、トランジスタ TR 1 がオンになると、図 1 に矢印 A で示すように、電流が流れ、インダクタンス L_1 に第 2 の蓄電池 1 b から供給された電力がエネルギーとして蓄積される。また、第 1 の蓄電池 1 a からは、トランジスタ TR 1 のオン、オフに拘わらず、コンデンサ C 2 を充電する電流が流れるとともに、そのコンデンサ C 2 から低圧系補機 6 へ電流が供給される。

【 0 0 3 5 】

トランジスタTR1がオンでインダクタンスL1に電流が流れている状態でトランジスタTR1がオフになると、この電流を維持するためフライホイールダイオードD1が導通し、インダクタンスL1に蓄積されたエネルギーが放出されて、低圧側直流出力として供給される。従って、図2に矢印Cで示すように、電流が流れる。

【0036】

従って、低圧系補機6に必要なエネルギーは、蓄電池1の36V-12V端子を入力とした極性逆転型DC-DCコンバータ5と、蓄電池1の12V-0V部分の双方から供給される。例えば、低圧系補機6への電流を100Aとすると、極性逆転型DC-DCコンバータ5から67Aが、蓄電池1の12V-0V部分から33Aがそれぞれ供給される。

【0037】

トランジスタTR1のオン時間を T_{on} 、オフ時間を T_{off} とすると、定常状態では出力電圧 V_0 は次式で表される。

$$V_0 = (T_{on} / T_{off}) V_I$$

また、出力電流 I_0 は次式で表される。

【0038】

$$I_0 = (V_I T_{on})^2 / \{2L(T_{on} + T_{off})V_0\}$$

ここで、低圧系補機6への電源供給をDC-DCコンバータから2/3、蓄電池1から1/3とするためには、 $V_0 = -V_I / 2$ となるように、即ち、高圧系補機4への出力電圧と、低圧系補機6への出力電圧 V_0 の比が3:1となるように、制御回路7は電流センサCS1で検出された出力電流 I_0 を監視しながら、トランジスタTR1のオン時間 T_{on} とオフ時間 T_{off} とを制御する。出力側が過負荷となり、蓄電池1aから33A以上の電流を供給しなければならない状況が続いたときには、電圧検出部8, 9の検出信号の比が3:1からくずれるが、その際にも過負荷状態が解消された後に、制御回路7が電圧検出部8, 9の検出信号の比が3:1となるようにトランジスタTR1のオン時間 T_{on} とオフ時間 T_{off} とを制御する。

【0039】

低圧系補機 6 の負荷の変動が無ければ、前記オン時間 T_{on} とオフ時間 T_{off} との比は一定となるが、負荷が変動するため、両電圧検出部 8, 9 の検出信号に基づいて両電圧検出部 8, 9 の検出信号の比が 3 : 1 となるようにトランジスタ TR_1 のオン・オフ時間が制御される。

【0040】

図 3 に示すように、制御回路に内蔵された三角波発振器の出力信号の電圧は所定周期で変化する。比較器は三角波発振器の出力信号の電圧より両電圧検出部 8, 9 の検出信号に基づく入力電圧 V_c が小さい時にハイとなり、大きい時にロウとなるパルス信号を出力する。そして、ハイのときにトランジスタ TR_1 がオンとなり、ロウのときにトランジスタ TR_1 がオフとなる。両電圧検出部 8, 9 の検出信号の比が 3 : 1 の時の比較器への入力電圧 V_c が所定の値 V_s であれば、制御回路 7 からはオンとオフの比が 1 : 2 のパルス信号が出力されるように設定されている。そして、両電圧検出部 8, 9 の検出信号の比が 3 : 1 より大きく、即ち第 1 の電圧検出部 8 の検出信号が相対的に大きくなって入力電圧 V_c が V_s を超えると、オンの時間が短くなり、前記検出信号の比が 3 : 1 より小さくなって入力電圧 V_c が V_s より小さくなるとオンの時間が長くなる。

【0041】

なお、コンデンサ C_1 , C_2 は蓄電池 1 からの電流を平滑する役割を果たす。トランジスタ TR_1 の容量が大きな場合は、コンデンサ C_1 はなくてもよい。

この実施の形態では以下の効果を有する。

【0042】

(1) 低圧側直流出力と同じ出力電圧の第 1 の直流電源（第 1 の蓄電池 1 a）と、高圧側直流出力と第 1 の直流電源の出力電圧との差の出力電圧を有する第 2 の直流電源（第 2 の蓄電池 1 b）とを直列に接続して構成した直流電源（蓄電池 1）と、第 2 の直流電源に接続されて第 2 の直流電源を第 1 の直流電源の電圧に降圧し、第 1 の直流電源の出力とともに低圧側直流出力として供給する直流—直流変換装置とを備えた。従って、直流—直流変換装置は高圧の直流電源（蓄電池 1）の電圧をそのまま所定の低圧に降圧するのではなく、第 1 の直流電源の出力電圧分だけ低い電圧を降圧すればよく、小さな容量の直流—直流変換装置を使

用でき、直流－直流変換装置をコンパクト化できるとともに電力変換供給装置もコンパクト化できる。

【0043】

(2) 直流電源として、低圧側直流出力と同じ出力電圧の第1の蓄電池1aと、高圧側直流出力と第1の蓄電池1aの出力電圧との差の出力電圧を有する第2の蓄電池1bとを直列に接続して構成され、中間端子1cを有する蓄電池1が使用されている。従って、第1及び第2の蓄電池1a, 1bを別々に設ける必要がなく、配置スペースの確保が容易となり、取り扱いも便利になる。

【0044】

(3) 直流－直流変換装置として極性逆転型DC－DCコンバータ5を使用し、極性逆転型DC－DCコンバータ5の入力側を第2の蓄電池1bに接続し、出力側を第1の蓄電池1aに接続した。従って、構造が簡単になる。

【0045】

(4) 高圧系及び低圧系の2種類の電源が必要な車両において、前記の構成の電力変換供給装置を設けたため、蓄電池やDC－DCコンバータの小型化が可能で、設置スペースを少なくできる。

【0046】

(5) 第1の蓄電池1aの放電容量が有る程度以下に低下すると、極性逆転型DC－DCコンバータ5の出力の一部が第1の蓄電池1aの充電に使用され、第1の蓄電池1aのみが不均等に放電されるのが抑制される。

【0047】

(第2の実施の形態)

次に第2の実施の形態を図4及び図5に従って説明する。この実施の形態では降圧だけでなく昇圧も可能で、降圧時の出力側に接続した低圧の直流電源により、それより出力電圧が高圧の蓄電池1を充電できる点が前記実施の形態と大きく異なっている。電力変換供給装置の構成としては、前記実施の形態の極性逆転型DC－DCコンバータ5のフライホイールダイオードD1に代えて、MOSFETからなる第2のトランジスタTR2を接続した点が前記実施の形態と異なっており、その他の構成は同じである。前記実施の形態と同一部分は同一符号を付し

て詳しい説明を省略する。

【 0 0 4 8 】

図 4 に鎖線で示すように、MOSFET にはソースとドレーンとの間にドレーン側がカソードとなるように内蔵ダイオードが存在する。従って、スイッチング素子のトランジスタ TR 1 及び第 2 のトランジスタ TR 2 に MOSFET を使用すると、スイッチング素子とダイオードの並列回路を接続したものと等価となる。そして、第 2 のトランジスタ TR 2 をオフ状態に保持すれば、極性逆転型 DC-DC コンバータ 5 は前記実施の形態と同一の作用を示す。

【 0 0 4 9 】

従って、この実施の形態の電力変換供給装置は、通常は第 2 のトランジスタ TR 2 がオフ状態に保持されて、トランジスタ TR 1 が前記実施の形態と同様にしてオン・オフ制御される。そして、蓄電池 1 の放電が進んで蓄電池 1 の出力電圧が所定の出力電圧より下がって、所謂バッテリ上がりの状態となった場合は、図 5 に示すように、極性逆転型 DC-DC コンバータ 5 の出力側に他の直流電源 10 を接続して充電が行われる。他の直流電源 10 の出力電圧は第 1 の蓄電池 1 a の出力電圧と同じものが使用される。

【 0 0 5 0 】

充電の際は、トランジスタ TR 1 がオフ状態に保持され、第 2 のトランジスタ TR 2 がオン・オフ制御される。この場合、極性逆転型 DC-DC コンバータ 5 は昇圧型 DC-DC コンバータとして機能する。直流電源 10 の出力電圧、即ち昇圧時の極性逆転型 DC-DC コンバータ 5 への入力電圧を V_{I2} 、出力電圧を V_{O2} とすると、第 2 のトランジスタ TR 2 がオンのときにインダクタンス L 1 に加わる電圧は V_{I2} で、オフのときは $(V_{O2} - V_{I2})$ となる。従って、インダクタンス L 1 を流れる電流が連続的な場合は、定常状態では T_{on} の期間と、 T_{off} の期間のインダクタンス L 1 を流れる電流変化分が等しく次の式が成り立つ。

【 0 0 5 1 】

$$(V_{I2} / L) T_{on} = \{ (V_{O2} - V_{I2}) / L \} T_{off}$$

従って、 V_{O2} は $V_{O2} = \{ (T_{on} + T_{off}) / T_{off} \} V_{I2}$ となる。そして、

制御回路 7 は V_0 2 と V_I 2 の比が、蓄電池 1 の充電電圧 3 6 V と直流電源 1 0 の出力電圧 1 2 V との差と直流電源 1 0 の出力電圧 1 2 V との比 (3 6 V - 1 2 V) : 1 2 V、即ち 2 : 1 となるように第 2 のトランジスタ TR_2 をオン・オフ制御する。その結果、蓄電池 1 には直流電源 1 0 の出力電圧 1 2 V に極性逆転型 DC-DC コンバータ 5 による昇圧出力電圧 2 4 V が上乗せされた 3 6 V の電圧が印加され、蓄電池 1 が 3 6 V で充電される。

【 0 0 5 2 】

従って、この実施の形態では前記実施の形態の (1) ~ (5) の効果を有する他に次の効果を有する。

(6) 極性逆転型 DC-DC コンバータ 5 が双方向の昇降圧型コンバータとして機能し、降圧時の出力側に直流電源 1 0 を接続し、蓄電池 1 の充電電圧 (3 6 V) から直流電源 1 0 の出力電圧 (1 2 V) を差し引いた分の電圧を、極性逆転型 DC-DC コンバータ 5 により出力するとともに、その電圧に直流電源 1 0 の出力電圧を上乗せして蓄電池 1 を充電する。従って、所謂バッテリーが上がった状態となったときの充電電源としてその出力電圧が蓄電池 1 の充電電圧より低い電圧の直流電源が使用できる。また、例えば、他の車両のバッテリーを直流電源として使用する場合、他の車両が 2 電源を装備せず、従来の低圧系補機用のバッテリーを搭載した車両であっても、充電が可能となる。

【 0 0 5 3 】

(7) 通常の極性変換型 DC-DC コンバータのスイッチング素子にダイオードを並列接続し、フライホイールダイオード D_1 の代わりに、スイッチング素子とダイオードとを並列接続した回路を設け、両スイッチング素子を選択的に制御することで実施できる。

【 0 0 5 4 】

(8) スwitching 素子及びダイオードの並列接続回路に代えて、MOSFET から成るトランジスタ TR_1 、 TR_2 が接続されている。従って、降圧時又は昇圧時にオフ状態に保持される MOSFET がダイオードの役割を担うため、わざわざダイオードを設ける必要がなく構造が簡単になる。

【 0 0 5 5 】

(第 3 の実施の形態)

次に第 3 の実施の形態を図 6 に従って説明する。この実施の形態では直流－直流変換装置として絶縁型のもの、即ち変圧器を備えたものを使用している点が前記各実施の形態と大きく異なっている。そして、この実施の形態では、第 1 の実施の形態のように高圧系補機 4 用の直流電源と低圧系補機 6 用の直流電源とを供給する電力変換供給装置に具体化されている。第 1 の実施の形態と同一部分は同一符号を付して詳しい説明を省略する。

【0056】

図 6 に示すように、絶縁型 DC－DC コンバータとしてフライバックコンバータ 13 が使用されている。そして、フライバックコンバータ 13 の入力側が第 2 の蓄電池 1 b に、即ち蓄電池 1 の 36 V－12 V の端子に接続され、出力側に低圧系補機 6 が接続されている。また、低圧系補機 6 は蓄電池 1 の 12 V－0 V の端子に接続されている。

【0057】

この実施の形態ではトランジスタ TR のオンのときに変圧器 T にエネルギーが蓄えられ、トランジスタ TR がオフのときにそれまで蓄積されたエネルギーが出力側に送られる。そして、変圧器 T の一次巻線の巻数を n_1 、二次巻線の巻数を n_2 とすると、二次側電流が連続的な場合、次の式が成り立つ。

【0058】

$$V_0 = (n_2 / n_1) (T_{on} / T_{off}) V_I$$

そして、フライバックコンバータ 13 の出力電圧 V_0 が低圧系補機 6 で必要な電圧 12 V となるように、トランジスタ TR が制御回路 7 によってオン・オフ制御される。

【0059】

この実施の形態では第 1 の実施の形態の (1), (2), (4) 及び (5) の効果の他に次ぎの効果を有する。

(9) 直流－直流変換装置として絶縁型直流－直流変換装置が使用されるため、入力側と出力側との間に電氣的な絶縁が要求されるスイッチング電源として使用できる。

【0060】

(10) 絶縁型直流-直流変換装置としてフライバックコンバータ13が使用されているため、フォワードコンバータに比較して構成が簡単になる。

なお、本発明は前記各実施の形態に限定されるものではなく、例えば、次のように具体化してもよい。

【0061】

○ 低圧側直流出力と同じ出力電圧の第1の蓄電池1aと、高圧側直流出力と第1の蓄電池1aの出力電圧との差の出力電圧を有する第2の蓄電池1bとを直列に接続し、且つ中間端子1cを設けた蓄電池1に代えて、第1の蓄電池1aと第2の蓄電池1bとが独立したものを使用してもよい。この場合、中間端子1cを備えた1個の蓄電池1に比べて配線等が面倒になるが、基本的に同様な効果が得られる。

【0062】

○ 第1の実施の形態において、両電圧検出部8, 9の検出信号を入力し、両検出信号の比が3:1となるように制御回路7でアナログ的にトランジスタTR1のオン・オフ時間の比を制御する代わりに、CPUを備えた制御装置を設ける。そして、CPUが両電圧検出部8, 9の出力信号に基づいて、トランジスタTR1のオン・オフ時間の比を演算し、その値となるようにトランジスタTR1を高速でオン・オフ制御（例えばPWM制御）するようにしてもよい。電力変換供給装置を利用する装置が他の制御のためにCPUを備えている場合には、そのCPUを利用して実施できる。また、他の実施の形態においてもCPUを使用してトランジスタのオン・オフ制御を行うようにしてもよい。

【0063】

○ 第1の実施の形態においてトランジスタTR1のオン・オフ制御を高圧系補機4への出力電圧と、低圧系補機6への出力電圧 V_0 の比が3:1となるよう行う代わりに、インダクタンスL1を流れる電流量と低圧系補機6から蓄電池1aへ帰還する電流量をそれぞれ電流センサで検出し、その比が所定の値（第1の実施の形態では2:1）となるようにトランジスタTR1をオン・オフ制御してもよい。また、他の実施の形態においても電流値に基づいてトランジスタのオン

・オフ制御を行うようにしてもよい。

【0064】

○ 第2の実施の形態において、両トランジスタTR1, TR2としてMOSFETを使用せずに、バイポーラトランジスタとダイオードの並列回路を設けてもよい。

【0065】

○ スイッチング素子にMOSFET及びバイポーラトランジスタ以外のトランジスタ、例えばSIT（静電誘導トランジスタ）やサイリスタ等の他のスイッチング素子を使用してもよい。

【0066】

○ 車両に使用する場合、高圧系補機として走行用モータではなく他の補機を使用し、走行用モータを装備せず電源系統が高圧と低圧の2系統必要な車両に適用してもよい。また、エンジンを備えないバッテリー車に使用してもよい。

【0067】

○ 車両に限らず高圧及び低圧の2系統の電源が必要な他の装置に適用してもよい。

○ 絶縁型コンバータとしてフライバックコンバータ13以外の変圧器を備えた他のDC-DCコンバータを使用してもよい。

【0068】

○ 絶縁型コンバータは降圧型の場合に限らず、変圧器Tの一次側と二次側の巻線の巻数比を変えることにより昇圧型の場合にも使用できる。

前記実施の形態から把握できる請求項記載以外の発明について、以下にその効果とともに記載する。

【0069】

(1) 請求項7～請求項9のいずれか1項に記載の発明において、前記蓄電池は第1及び第2の蓄電池が一体化され、第1の蓄電池の出力端子としての中間端子（中間タップ）を備えた構成である。この場合、第1及び第2の蓄電池を別々に設ける必要がなく、配置スペースの確保が容易となり、取り扱いも便利になる。

【0070】

(2) 請求項6に記載の発明において、前記直流-直流変換装置として絶縁型直流-直流変換装置を使用した電力変換供給装置。この場合、入力側と出力側との間に電氣的な絶縁が要求されるスイッチング電源として使用できる。

【0071】

(3) 高圧直流電源と、該高圧直流電源の出力電圧より低圧の補機用の低圧直流電源とを備えた車両であって、両直流電源の供給装置として請求項2～請求項4、請求項8及び請求項9のいずれか一項に記載の電力変換供給装置を備えた車両。この場合、高圧系及び低圧系の2種類の電源が必要な車両において、蓄電池やDC-DCコンバータの小型化が可能で、設置スペースを少なくできる。

【0072】

【発明の効果】

以上詳述したように請求項1～請求項9に記載の発明によれば、2種類の蓄電池を有することなく、所望の直流電圧を安定的に供給することができる。

【0073】

請求項1～請求項4に記載の発明によれば、直流電源の出力電圧と同じ電圧の高圧側直流出力と、該直流電源の出力電圧より低い電圧の低圧側直流出力の2電源を供給できる。

【0074】

請求項3に記載の発明によれば、構造が簡単になる。

請求項4に記載の発明によれば、入力側と出力側との間に電氣的な絶縁が要求されるスイッチング電源として使用できる。

【0075】

請求項5及び請求項6に記載の発明によれば、直流電源の出力電圧より高い出力電圧を供給できる。

請求項7及び請求項8に記載の発明によれば、蓄電池の出力電圧と同じ電圧の高圧側直流出力と、前記蓄電池の出力電圧より低い電圧の低圧側直流出力とを供給でき、且つ出力側に蓄電池の出力電圧より低圧の直流電源を接続して蓄電池を充電することができる。

【0076】

請求項9に記載の発明によれば、降圧時又は昇圧時にオフ状態に保持されるMOSFETがダイオードの役割を担うため、スイッチング素子と並列にわざわざダイオードを設ける必要がなく構造が簡単になる。

【0077】

請求項10に記載の発明によれば、高圧系及び低圧系の2種類の電源が必要な車両において、蓄電池やDC-DCコンバータの小型化が可能で、設置スペースを少なくできる。

【図面の簡単な説明】

【図1】 第1の実施の形態のブロック回路図。

【図2】 トランジスタがオフの時の電流の流れを示すブロック回路図。

【図3】 トランジスタのオン・オフ時間の関係を示す説明図。

【図4】 第2の実施の形態のブロック回路図。

【図5】 同じく充電時の状態を示すブロック回路図。

【図6】 第3の実施の形態のブロック回路図。

【図7】 従来の降圧型DC-DCコンバータの回路図。

【図8】 従来の車両用2電源システムのブロック回路図。

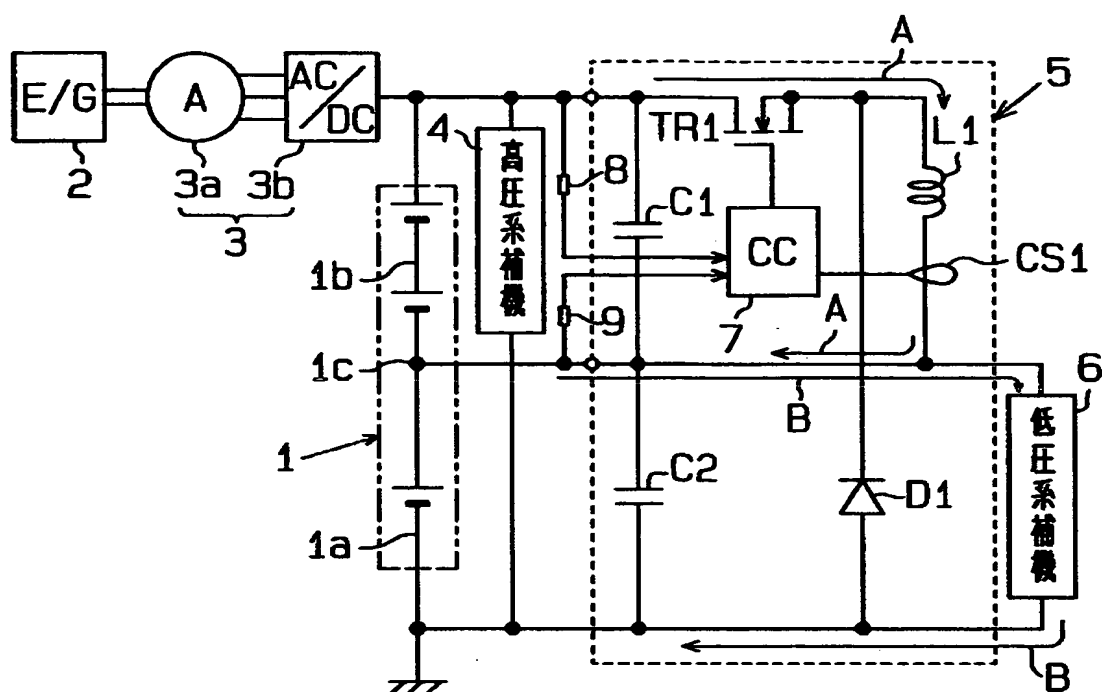
【図9】 別の従来の車両用2電源システムのブロック回路図。

【符号の説明】

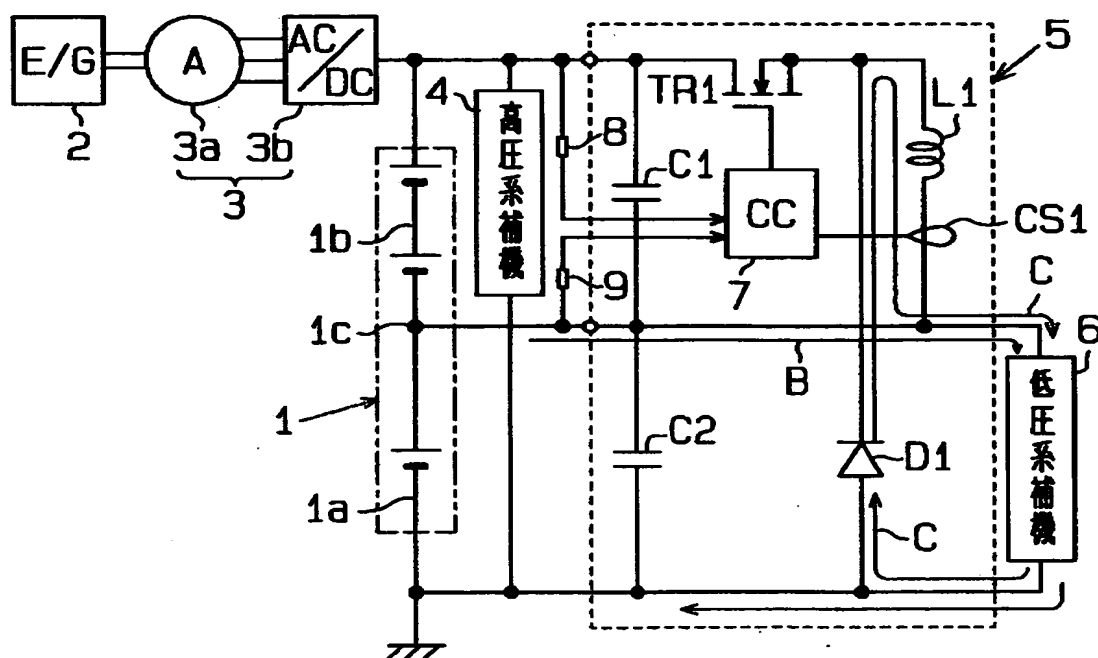
1…直流電源としての蓄電池、1a…第1の直流電源としての第1の蓄電池、1b…第2の直流電源としての第2の蓄電池、5…極性逆転型DC-DCコンバータ、6…低圧系補機、10…直流電源、13…絶縁型直流-直流変換装置としてのフライバックコンバータ、TR1…スイッチング素子としてのトランジスタ、TR2…スイッチング素子としての第2のトランジスタ。

【書類名】 図面

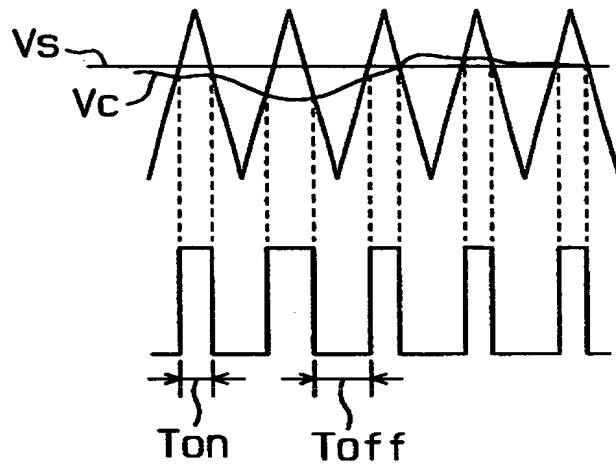
【図 1】



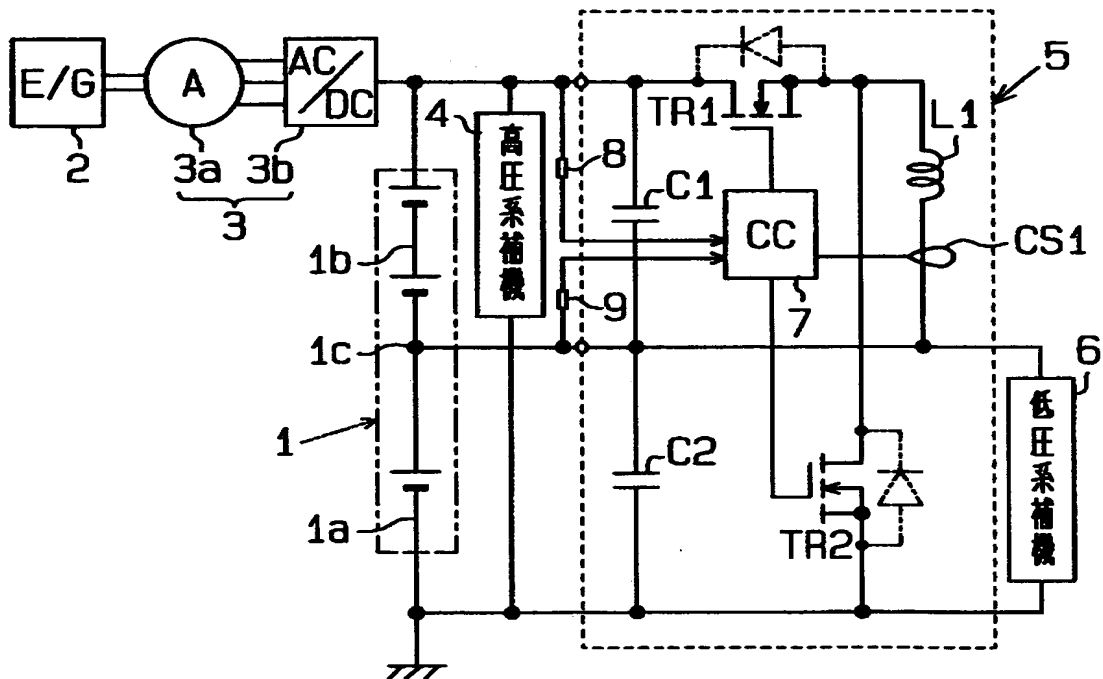
【図 2】



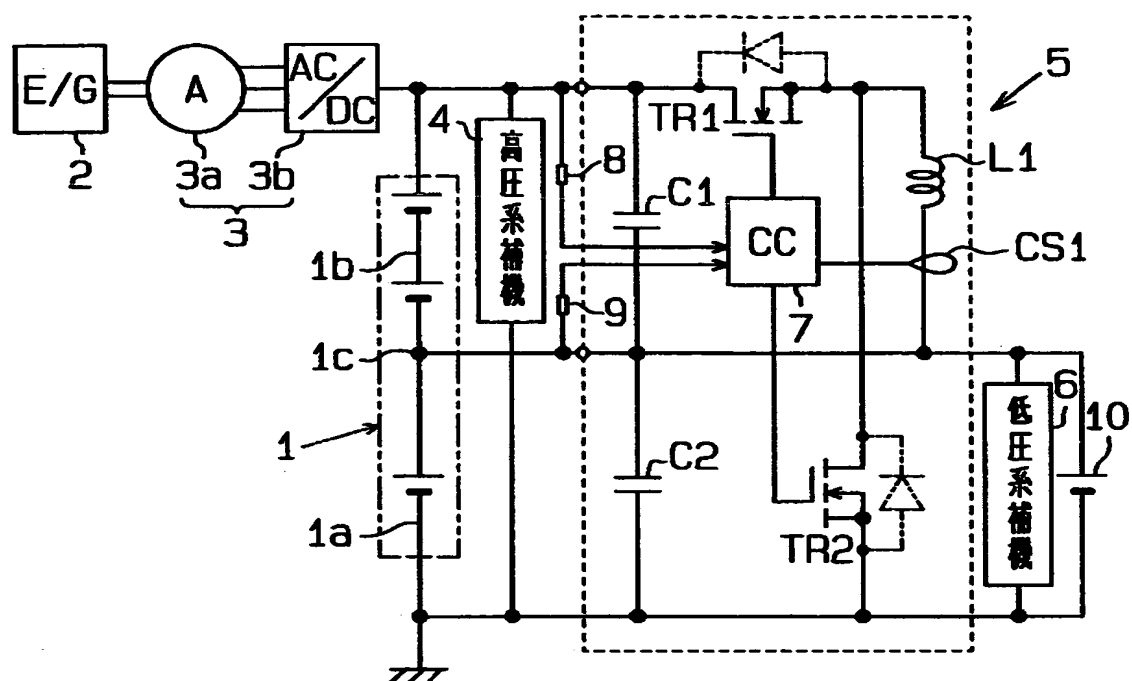
【図 3】



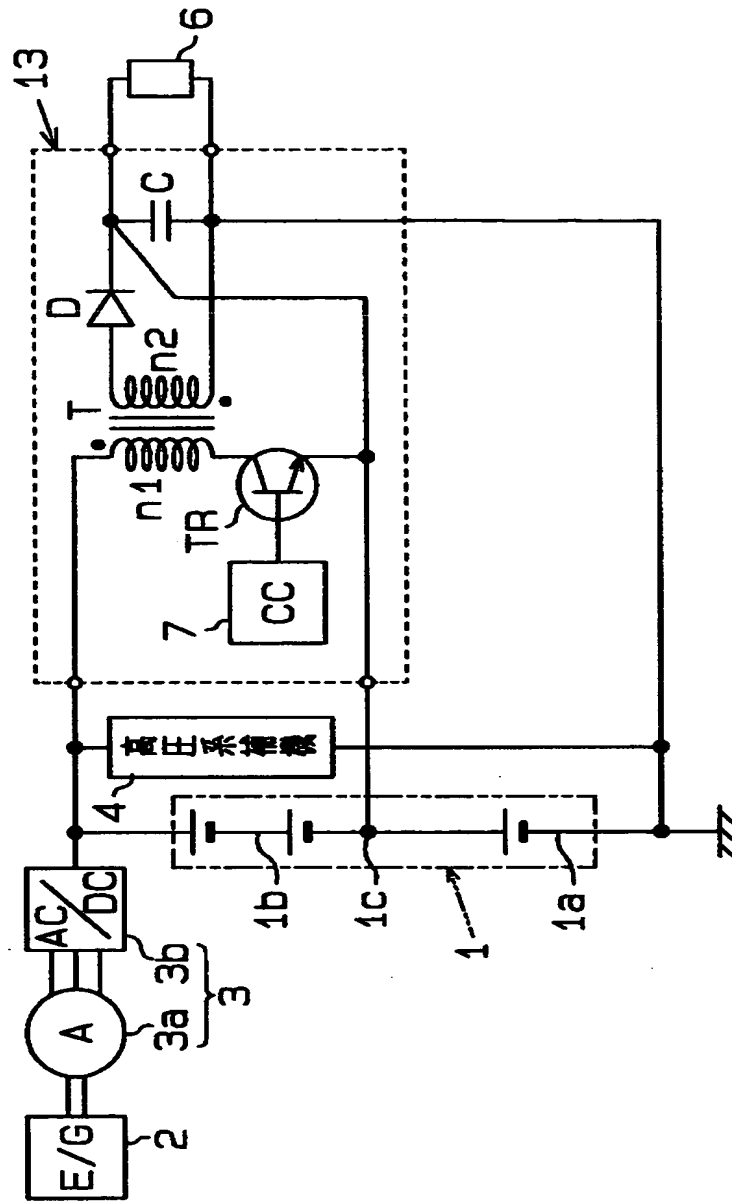
【図 4】



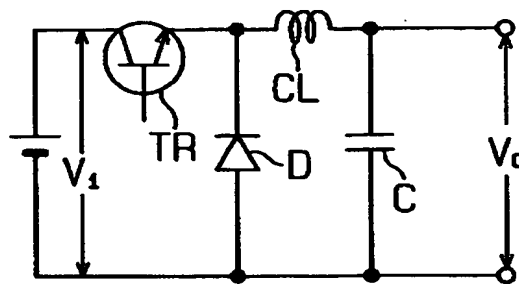
【図 5】



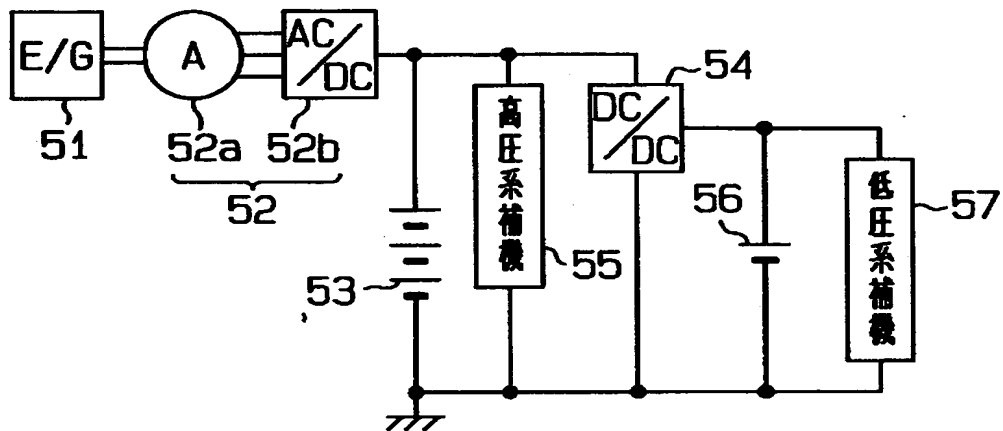
【図 6】



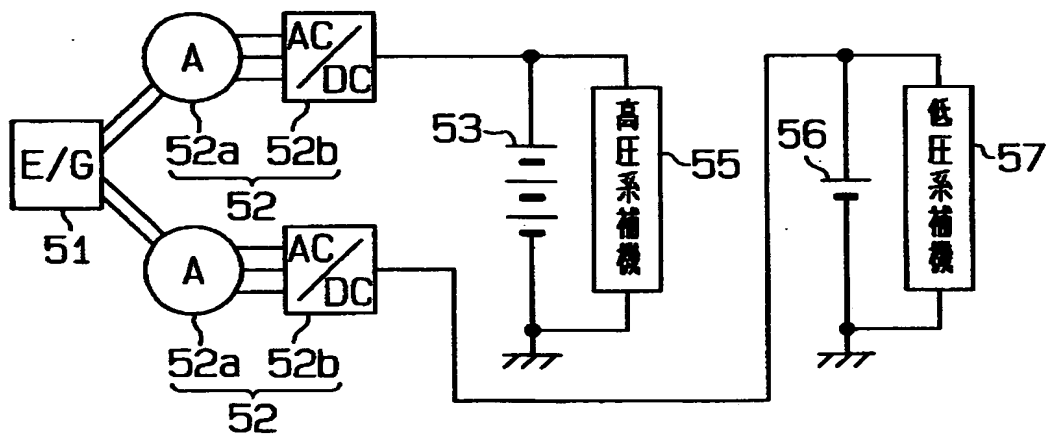
【図 7】



【図 8】



【図 9】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 2種類の蓄電池を有することなく、所望の直流電圧を安定的に供給する。

【解決手段】 オルタネータ 3 に接続された蓄電池 1 は、36 V の出力端子と、12 V の出力が得られる中間端子 1c とを備え、36 V - 0 V の端子に高圧系補機 4 が、36 V - 12 V の端子に極性逆転型 DC - DC コンバータ 5 の入力側がそれぞれ接続されている。蓄電池 1 の 12 V - 0 V の端子に DC - DC コンバータ 5 の出力側と、低圧系補機 6 とが接続されている。制御回路 7 は高圧系補機 4 への出力電圧を検出する第 1 の電圧検出部 8 と、低圧系補機 6 への出力電圧 V_0 を検出する第 2 の電圧検出部 9 の検出信号に基づいて、両検出電圧の比が 3 : 1 となるように、トランジスタ TR 1 を高い周波数でオン・オフ制御する。

【選択図】 図 1

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [000003218]

1. 変更年月日	1990年 8月11日
[変更理由]	新規登録
住 所	愛知県刈谷市豊田町2丁目1番地
氏 名	株式会社豊田自動織機製作所